

DE10162548A1

ABSTRACT

The transmission with OFDM systems using adaptive modulation is to be further improved for frequency-selective channels. Therefore coding takes place adaptive modulated data by means of code components and assigning the coded data components to the several subcarrier and/or several transmitting antennas and/or weights from transmission components of the transmitting antennas on the basis current transfer functions of the radio links following adaptive modulating of the data which can be sent according to a bit loading table for several subcarrier. At the receiver side decoding takes place and/or weights from receipt components of the receiving antennas according to, so that both an antenna and a diversity gain will be adjusted.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

⑯ Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

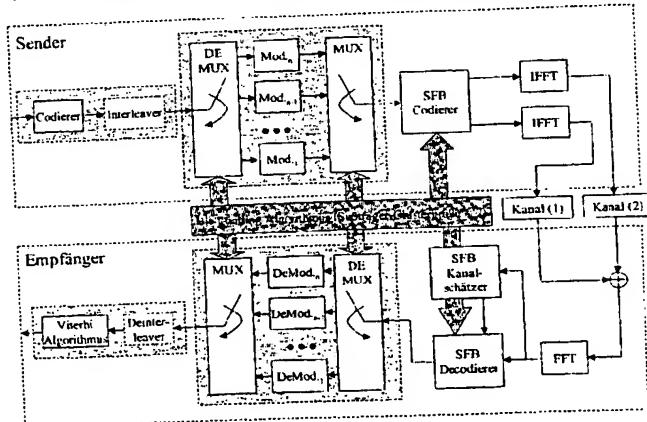
⑯ Erfinder:
Bolinth, Edgar, 41189 Mönchengladbach, DE; Geng, Norbert, Dr., 82024 Taufkirchen, DE

⑯ Aktenzeichen: 101 62 548.0
⑯ Anmeldetag: 19. 12. 2001
⑯ Offenlegungstag: 17. 7. 2003

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen
Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑯ Kombination von adaptiver Modulation und Space-Frequency-Block-Codierung oder Antennengewichtung

⑯ Die Übertragung bei OFDM-Systemen unter Verwendung adaptiver Modulation soll für frequenzselektive Kanäle weiter verbessert werden. Daher erfolgt im Anschluss an das adaptive Modulieren der zu sendenden Daten entsprechend einer Bit-Loading-Tabelle für mehrere Subträger ein Codieren der adaptiv modulierten Daten mittels Codekomponenten und Zuordnen der codierten Datenkomponenten zu den mehreren Subträgern bzw. mehreren Sendeantennen und/oder ein Gewichten von Sendekomponenten der Sendeantennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle. Empfangsseitig erfolgt entsprechend das Decodieren bzw. Gewichten vom Empfangskomponenten der Empfangsantennen, so dass sich sowohl ein Antennen- als auch ein Diversitätsgewinn einstellt.



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Senden von Daten mit mehreren Subträgern durch Bereitstellen von zu sendenden Daten und einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle, adaptives Modulieren der zu sendenden Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle für die mehreren Subträger und Bereitstellen der modulierten Daten zur Übertragung. Darüber hinaus betrifft die vorliegende Erfindung ein Verfahren zum Empfangen von in mehreren Subträgern übertragenen Daten durch Bereitstellen eines Empfangssignals und einer auf die mehreren Subträger bezogene Bit-Loading-Tabelle, Demodulieren von Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle aus den mehreren Subträgern und Bereitstellen der demodulierten Daten zur Weiterverarbeitung.

[0002] Ein gravierendes Problem bei der Mobilfunkübertragung ist die Frequenzselektivität der Mobilfunkkanäle. Die Frequenzselektivität, hervorgerufen durch Mehrwegeausbreitung mit großen Laufzeitdifferenzen, bewirkt starke lineare Verzerrungen des Empfangssignals, die den Einsatz aufwendiger Entzerrer oder einer Viterbi-Detektion erforderlich machen. Geeignete Mittel, den Nachteile frequenzselektiver Kanäle entgegenzuwirken, sind das sogenannte Space Frequency Block Coding (SFBC) und die Adaptive Modulation (AM). Beide Verfahren werden im folgenden näher beschrieben.

[0003] Adaptive Modulation wird in OFDM-Systemen (Orthogonal Frequency Devision Multiplexing) dazu verwendet, die Nachteile frequenzselektiver Fading-Kanäle zu reduzieren. Dabei werden die Daten über einzelne Subträger übertragen.

[0004] Das Prinzip der Adaptiven Modulation ist in Fig. 1 schematisch dargestellt. Der Sender überträgt über den Funkkanal Daten zu einem Empfänger. In dem Sender werden die zu sendenden Daten zunächst durch einen Codierer und Interleaver codiert und verschachtelt. Anschließend werden die Daten je nach Kanaleigenschaft mit unterschiedlicher Modulationswertigkeit moduliert. Geeignete Modulationsalphabete/verfahren hierfür sind z. B. die bekannten Amplitude/Phase-Shift-Keying-Verfahren BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM usw. mit den jeweiligen Modulationswertigkeiten 1, 2, 4 und 6. Bei hohem Signal/Rausch-Abstand ist der jeweilige Subträger mit einer hohen Bitzahl zu modulieren, während bei einem geringen Signal/Rausch-Verhältnis eine geringe Bitzahl genügt. Das Signal/Rausch-Verhältnis wird üblicherweise in dem Empfänger geschätzt und für die einzelnen Subträger in eine sogenannte Bit-Loading-Tabelle umgesetzt. Beispielsweise kann eine solche Bit-Loading-Tabelle Informationen über das Signal/Rauschverhältnis oder alternativ die angeforderte Modulationswertigkeit für jeden einzelnen Subträger enthalten. Diese Bit-Loading-Tabelle wird dem Sender übermittelt, so dass dieser einen Demultiplexer DEMUX und einen Multiplexer MUX für die Adaptive Modulation entsprechend ansteuern kann.

[0005] Gemäß Fig. 1 richtet der Demultiplexer DEMUX den vom Interleaver erhaltenen Bit-Strom an den jeweils einer bestimmten Modulationswertigkeit zugeordneten Modulator MOD₁, ..., MOD_{n-1}, MOD_n. Dabei kann der Modulator MOD₁ beispielsweise ein BPSK-Modulator und der Modulator MOD_n ein 64 QAM-Modulator sein. Die nach der jeweiligen Modulation erhaltenen Zeiger werden dann durch den Multiplexer MUX, der ebenfalls über die Bit-Loading-Tabelle gesteuert wird, einer Inversen Fast-Fourier-Transformation IFFT unterzogen. Dort werden die Zeiger auf den jeweiligen Subträger für die Übertragung umgesetzt und anschließend auf die Trägerfrequenz hochmoduliert.

[0006] Im Empfänger läuft dieser Prozess im Wesentlichen umgekehrt ab. Zunächst werden die Daten über eine Fast-Fourier-Transformation von den einzelnen Subträgern als Zeiger gewonnen. Ein anschließender Demultiplexer DEMUX weist die Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle dem geeigneten Demodulator zu. Der vom Demodulator DEMOD₁, ..., DEMOD_{n-1}, DEMOD_n gewonnene Bit-Strom wird über einen Multiplexer MUX einem Deinterleaver und Kanaldecoder zugeführt.

[0007] Das Space-Frequency-Block-Coding ist, wie erwähnt, ein weiteres Verfahren, den Störungen frequenzselektiver Kanäle entgegenzuwirken. Das Verfahren ist in Fig. 2 schematisch angedeutet. Ein Datenbit-Strom wird einem Kanalcodierer, gegebenenfalls mit Interleaver, zugeführt. Anschließend wird der Bit-Strom in einem QAM-Modulator mit dem jeweiligen Modulationsalphabet in QAM-Symbole dⁱ gewandelt. Dabei ist "i" ein Zeitindex. In einem anschließenden Space-Frequency-Block-Codierer SFB-Codierer findet die Zuordnung der verschiedenen Subträger zu mehreren Sendeanennen gemäß einer Matrix [D'] statt. Die dazugehörige Space-Frequency-Codier-Matrix [D'] ist mit ihren Datenelementen ebenfalls in Fig. 2 dargestellt. Die Dimensionen der Matrix geben dabei den Space, d. h. die Anzahl der Sendeanennen, und die Frequency, d. h. die Frequenz der Subträger, wieder. Im vorliegenden Fall werden also über zwei Frequency-Block-Codes die Anzahl der TX-Antennen gleich der Länge des orthogonalen Codes ist, wie dies auch in der Matrix D' in Fig. 2 dargestellt ist. Nach der SFB-Codierung werden die codierten Signale für die jeweilige Antenne in entsprechende Mehrträger-Modulatoren N-FFT geleitet. Dabei bedeutet N die Anzahl der Subträger. Wird wie im vorliegenden Fall eine Anzahl K von Subträgern mit K <= N für die Übermittlung von Nutzdaten verwendet, so ist K ein ganzzahliges Vielfaches der Länge des orthogonalen Codes.

[0008] Fig. 3 zeigt einen OFDM-Empfänger, der mit Space-Frequency-Block-Codierung arbeitet. Die von den mehreren Sendeanennen über die Übertragungskanäle c⁽¹⁾ und c⁽²⁾ abgesandten orthogonalen Signale werden in einer Empfängerantenne überlagert empfangen. Das Empfangssignal stellt somit eine Addition der Sendesignale, die mit den jeweiligen Übertragungsfunktionen der Übertragungskanäle gefaltet sind, dar. Dieses Empfangssignal wird einem Mehrträger-N-FFT zugeführt, indem die jeweiligen Nutzsignale von den Subträgern demoduliert werden. Ein derartiges Nutzsignal ist in Fig. 3 als Empfangsvektor R' dargestellt. Der Empfangsvektor R' wird einem SFB-Kanalschätzer zugeführt, in dem Kanalschätzungen für jeden Kanal gewonnen werden. Darüber hinaus wird der Empfangsvektor R' einem SFB-Decoder zugeführt, der die jeweiligen Kanäle aufspaltet, so dass die QAM-Symbol-Sequenzen wiedergewonnen werden können. Der anschließende QAM-Demodulator weist den QAM-Symbolen wieder einen Bit-Strom zu. Durch den Deinterleaver bzw. Decoder kann der ursprüngliche Datenstrom wiedergewonnen werden.

[0009] Die wesentlichen mathematischen Grundzüge des SFBC-Verfahrens seien nachfolgend kurz erläutert.

[0010] Beim Empfang der Pilotsymbole gemäß der Space-Frequency-Codier-Matrix D ergibt sich folgender Empfangsvektor R

DE 101 62 548 A 1

$$R = D \cdot C + N$$

[0011] Dabei bedeutet C die Matrix der Übertragungsfunktionen der Kanäle zu den beiden Antennen 1 und 2 im vorliegenden Fall. Daneben stellt N den Rauschvektor dar. In Komponentenschreibweise ergibt sich 5

$$\begin{bmatrix} r_{2i-1} \\ r_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{2i-1} & d_{2i} \\ -d_{2i}^* & d_{2i-1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c^{(1)} \\ c^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

[0012] Daraus folgt für die jeweiligen Empfangskomponenten der Space-Frequency codierten Pilotenmatrix D 10

$$r_{2i-1} = d_{2i-1} \cdot c^{(1)} + d_{2i} \cdot c^{(2)} + n_1$$

$$r_{2i}^* = -d_{2i} \cdot (c^{(1)})^* + d_{2i-1} \cdot (c^{(2)})^* + n_2^* .$$

[0013] Ein Kanalschätzwert \hat{C} des Kanalübertragungsvektors C ergibt sich aus folgender Gleichung 20

$$\hat{C} = D^{-1}R = C + D^{-1}N = C + \frac{1}{\det(D)} D^H N .$$

[0014] Bei den empfangenen Datensymbolen ergibt sich als Empfangsvektor R' 25

$$R' = C' \cdot D' + N' .$$

[0015] Dabei bedeuten die Matrix C' eine Kombination aus Space-Frequency-Block-Codierung und Kanalübertre- 30

gungsvektor C, wobei D' der übertragene Datenvektor ist.

[0016] In Komponentenschreibweise ergibt sich 30

$$\begin{bmatrix} r_j \\ r_{j+1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c^{(1)} & c^{(2)} \\ c^{(2)*} & -c^{(1)*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_i \\ d_{i+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_j \\ n_{j+1}^* \end{bmatrix} .$$

[0017] Schließlich ergibt sich der folgende Schätzwert \hat{D}' aus dem Decodierprozess 35

$$\hat{D}' = \hat{C}'^{-1}R' = \hat{C}'^{-1}C'D' + \hat{C}'^{-1}N' = \hat{C}'^{-1}C'D' + \frac{1}{\det(\hat{C}')} \hat{C}'^H N' .$$

[0018] Bis zu einem gewissen Grad sind mit der adaptiven Modulation und der Space-Frequency-Block-Codierung 45 gute Übertragungseigenschaften bei frequenzselektiven Kanälen möglich. Es ist besonders zu erwähnen, dass die Space-Frequency codierten Daten gemäß der empfangenen Signalkomponenten r_j und r_{j+1}^* auf benachbarten Subträgern übertragen werden.

[0019] Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, die Übertragungsmöglichkeiten mit adaptiver Modulation bei frequenzselektiven Kanälen weiter zu verbessern. 45

[0020] Erfindungsgemäß wird die Aufgabe gelöst durch ein Verfahren zum Senden von Daten auf mehreren Subträgern über mehrere Funkkanäle durch Bereitstellen von zu sendenden Daten, Empfangen einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle und adaptives Modulieren der zu sendenden Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle für die mehreren Subträger, sowie Codieren der adaptiv modulierten Daten mittels Codekomponenten zu codierten Datenkomponenten und Zuordnen der codierten Datenkomponenten zu den mehreren Subträgern und/oder mehreren Sendeanennen und/oder Gewichten von Sendekomponenten der Sendeanennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle. 50

[0021] Ferner wird die Aufgabe gelöst durch ein Verfahren zum Empfangen von auf mehreren Subträgern übertragenen Daten aus mehreren Funkkanälen durch Empfangen von gewichteten und/oder codierten Datenkomponenten und Bereitstellen einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle, sowie Gewichten der empfangenen Datenkomponenten von einer oder mehreren Empfangsantennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle und/oder Rückzuordnen und Decodieren von empfangenen codierten Datenkomponenten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle aus den mehreren Subträgern zu empfangenen adaptiv demodulierten Daten und Bereitstellen der adaptiv demodulierten Daten zur Weiterverarbeitung. 55

[0022] Außerdem ist erfundungsgemäß vorgesehen eine entsprechende Vorrichtung zum Senden von Daten mit mehreren Subträgern über mehrere Funkkanäle mit einer Speichereinrichtung zum Bereitstellen von zu sendenden Daten, einer Empfangseinrichtung zum Empfangen einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle und einer Modulationseinrichtung zum adaptiven Modulieren der zu sendenden Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle für die mehreren Subträger, sowie einer Codereinrichtung zum Codieren der adaptiv modulierten Daten mittels Codekomponenten zu codierten Datenkomponenten und Zuordnen der codierten Datenkomponenten für mehrere Sendeanennen und/oder Subträger und/oder einer Gewichtungseinrichtung zum Gewichten von Sendekomponenten der Sendeanenne anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle. 60

[0023] Schließlich ist erfahrungsgemäß auch vorgesehen eine Vorrichtung zum Empfangen von auf mehreren Subträgern übertragenen Daten aus mehreren Funkkanälen mit einer Speichereinrichtung zum Bereitstellen einer auf die mehreren Subträger bezogene Bit-Loading-Tabelle, einer Demodulationseinrichtung zum Demodulieren von adaptiv modulierten Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle aus den mehreren Subträgern, und einer Empfangseinrichtung zum Empfangen eines Empfangssignals von mehreren Sendeantennen, sowie einer Gewichtungseinrichtung zum Gewichten von Empfangskomponenten von einer oder mehreren Empfangsantennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle für die Demodulationseinrichtung und/oder eine Decodiereinrichtung zum Rückzuordnen und Decodieren der empfangenen codierten Datenkomponenten von den mehreren Subträgern für die Demodulationseinrichtung.

5 [0024] Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich aus den Unteransprüchen.

10 [0025] Die vorliegende Erfindung ermöglicht in vorteilhafter Weise, dass die beiden Verfahren Adaptive Modulation und Space-Frequency-Block-Coding kombiniert werden. Somit ist das Vorurteil überwunden, dass sich beide Verfahren widersprechen, da für die SFBC die Anzahl der verwendeten Sendeantennen genauso groß oder größer sein muss als die Anzahl der Elemente in den SFBC-Codiervektoren, die üblicherweise zwei oder mehr beträgt, wogegen für die AM nur eine Sendeantenne verwendet wird.

15 [0026] Die SFBC und die AM können sich in gewissen Situationen ergänzen. Beispielsweise können die Vorteile der SFBC genutzt werden, um mit einer Vielzahl von Antennen, und somit einer Vielzahl von Kanälen, den Nachteil hoher Kohärenzbandbreiten zu umgehen/verringern. Demgegenüber hängt die AM im wesentlichen nicht von der Kohärenzbandbreite ab und kann so in Abhängigkeit von Kanalstatistiken beispielsweise des Signal/Rauschverhältnisses einen zusätzlichen Gewinn bringen. Im Idealfall bei additivem weißen Gaus'schen Rauschen (AWGN) in einem Kanal bringt 20 weder die SFBC noch die AM einen Vorteil. Dagegen sind signifikante Gewinne speziell bei frequenzselektiven Kanälen möglich. Zusätzliche Gewinne gegenüber der SFBC als Stand-Alone-Technique ergeben sich aus der Kombination mit der AM, was dadurch erzielt werden kann, dass a-priori-Wissen über das Signal/Rausch-Verhältnis (SNR) pro OFDM-Subträger ausgenutzt wird.

25 [0027] Zusätzlich oder alternativ können erfahrungsgemäß weitere Informationen über die Kanäle hinsichtlich mehrerer Antennen für eine verbesserte Übertragung ausgenutzt werden. Die SFBC ist diesbezüglich nicht optimal, da für die adaptive Modulation und Codierung (AMC) zwar eine Kanalzustandsinformation (CSI) benötigt wird, diese aber für TX/RX-Antennendifferenzierungsverfahren nicht verwendet werden, obwohl sie im Sender und Empfänger vorhanden sind. Erfahrungsgemäß können demgegenüber für ein TX/RX-Diversitätsschema Sende- und Empfangsantennengewichte eingesetzt und optimiert werden. Dies erfordert bei beliebigen Systemen, z. B. FDD- oder TDD-Systemen das Signalisieren der optimalen TX-Antennengewichte vom Empfänger zum Sender und/oder das Signalisieren der optimalen RX-Antennengewichte vom Sender zum Empfänger. Zur Minimierung eines Signalisierungs-Overhead für das Signalisieren der Antennengewichte werden diese durch Singulär- bzw. Eigenwertzerlegung aus aktuellen Kanalübertragungsmatrizen 30 gewonnen.

35 [0028] Das erfahrungsgemäße adaptive Modulieren und Gewichten kann in einem Datenstrom oder für mehrere Sendeantennen gleichzeitig in mehreren parallelen Datenströmen erfolgen. So werden die Daten für beispielsweise vier Sendeantennen vorzugsweise in vier Datenströmen jeweils getrennt mit separaten Bit-Loading-Tabellen moduliert und gewichtet.

40 [0029] Die vorliegende Erfindung wird anhand der beigefügten Zeichnungen näher erläutert, in denen zeigen:

[0030] Fig. 1 ein Schema der adaptiven Modulation gemäß dem Stand der Technik;

45 [0031] Fig. 2 ein Schema eines OFDM-Senders zum Space-Frequency-Block-Codierverfahren nach dem Stand der Technik;

[0032] Fig. 3 ein Blockdiagramm eines Empfängers eines OFDM-Systems mit Space-Frequency-Block-Codierung;

[0033] Fig. 4 ein Blockdiagramm zur erfahrungsgemäßen Kombination des Space-Frequency-Block-Codierverfahrens mit Adaptiver Modulation;

50 [0034] Fig. 5 ein Blockdiagramm zur Weiterentwicklung des erfahrungsgemäßen Verfahrens mit spezieller Subträgerzuweisung;

[0035] Fig. 6 ein Blockdiagramm zu einem erfahrungsgemäßen System mit mehreren Empfangsantennen; und

[0036] Fig. 7 ein Blockdiagramm eines erfahrungsgemäßen Systems mit Antennengewichtung.

55 [0037] Die nachfolgend beschriebenen Ausführungsbeispiele stellen bevorzugte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung dar.

[0038] Ein erfahrungsgemäßes Übertragungssystem mit einer Kombination von Space-Frequency-Block-Coding und Adaptiver Modulation ist in Fig. 4 dargestellt. Die Schaltblöcke entsprechen dabei im Wesentlichen den in den Fig. 1 und 2 gleichbezeichneten.

60 [0039] Nach der adaptiven Modulation wird das Signal einem SFB-Codierer zugeführt. Dieser verknüpft im vorliegenden Fall zwei Subträger, die mit dem gleichen Modulationsalphabet moduliert sind, und verteilt sie für die zwei Antennen. Die Anzahl der Subträger und entsprechend auch die Anzahl der Antennen kann ebenso höher liegen. Nach der SFB-Codierung werden die Signale für die einzelnen Antennen bzw. Kanäle jeweils durch eine IFFT auf die Subträger aufmoduliert.

[0040] Durch einen Bit-Loading-Algorithmus werden wie bei der adaptiven Modulation die Signal/Rausch-Verhältnisse der jeweiligen Subträger ermittelt und in einer Tabelle die jeweilige Modulationswertigkeit für die einzelnen Subträger festgelegt. Im vorliegenden Fall werden dabei immer für die SFBC zwei Subträger zu einem Cluster zusammengefasst, so dass sich auch für die AM in der Bit-Loading-Tabelle nur ein Wert pro Cluster ergibt. Dementsprechend werden genügend der Steuerung durch den Bit-Loading-Algorithmus bei der AM jeweils zwei Subträger mit dem gleichen Modulationsalphabet moduliert.

65 [0041] Im Empfänger werden die von den Sendeantennen empfangenen Signale additiv aufgenommen und durch FFT von den Subträgern demoduliert. Anschließend werden Empfangssymbole einem SFB-Decodierer übermittelt, der die Subträgerrückzuordnung realisiert. Der SFB-Decodierer wird mittels SFB-Kanalschätzung und dem Bit-Loading-Algorithmus gesteuert. Dabei sind im vorliegenden Beispiel jeweils zwei Subträger zu einem Cluster zusammengefasst. Die

DE 101 62 548 A 1

5
Symbolen am Ausgang des SFB-Decodierers werden durch adaptive Demodulation mit dem über die Bit-Loading-Tabelle gewählten Demodulierer wieder in einen Bit-Strom gewandelt. Anschließend wird der Bit-Strom gegebenenfalls in einem Deinterleaver mit nachgeschaltetem Kanaldecodierer endgültig decodiert.

10
[0042] In einer Weiterentwicklung gemäß Fig. 5 ist nach dem SFB-Codieren im Sender zusätzlich eine Subträgerzuweisung vorgesehen. Ohne diese Subträgerzuweisung würden automatisch benachbarte Subträger für die Übertragung in den einzelnen Kanälen verknüpft werden. Zur Erhöhung der Übertragungsqualität ist es in der Regel aber günstig, wenn derartige Cluster benachbarter Subträger aufgebrochen werden, um für den Einzelfall günstigere Subträgerkombinationen zu finden. Wiederum aufgrund der Bit-Loading-Tabelle, in die aktuelle Signal/Rausch-Verhältnisse eingehen, kann die Subträgerzuweisung zu den einzelnen Kanälen individuell erfolgen.

15
[0043] Die Daten werden nun im Multiplexverfahren über beide Kanäle übertragen. Im Empfänger werden die jeweils empfangenen Signale additiv überlagert und durch die IFFT das Nutzsignal gewonnen. Bei der anschließenden Subträgerrückzuweisung werden die clusterunabhängig übertragenen Subträger wieder entsprechend der Bit-Loading-Tabelle zu Clustern für die SFB-Decodierung zusammengefasst. Darüber hinaus wird das nach der IFFT gewonnene Nutzsignal für eine spezielle SFB-Kanalschätzung verwendet, die zusammen mit der Bit-Loading-Tabelle zur Steuerung des SFB-Decodierers eingesetzt wird. Die Symbole am Ausgang des SFB-Decodierers werden durch adaptive Demodulation mit dem über die Bit-Loading-Tabelle gewählten Demodulierer wieder in einen Bit-Strom gewandelt. Anschließend wird der Bit-Strom gegebenenfalls in einem Deinterleaver mit nachgeschaltetem Kanaldecodierer endgültig decodiert.

20
[0044] Der Nutzen der Subträgerzuweisung ergibt sich aus folgender Überlegung. Zur Anwendung der adaptiven Modulation für mehr als eine einzige TX-Antenne kombiniert mit Space-Frequency-Block-Coding sollte man vorzugsweise das gleiche QAM-Modulationsalphabet für alle Subträger, die von der gleichen SFB-Codier/Decodier-Operation betroffen sind, verwenden. Wenn also K TX-Antennen verwendet werden, wobei K größer oder gleich 2 ist, bedeutet dies, dass entweder auf K benachbarten OFDM-Subträgern mit einer Subträger-Clustergröße K das gleiche QAM-Modulationsalphabet verwendet werden sollte, oder dass nach der SFB-Codierung eine Subträgerverschachtelung bzw. -zuweisung stattfinden muss, die QAM-Symbole vorzugsweise gleicher Alphabetgröße verschachtelt und damit einen zusätzlichen Verwürfelungseffekt bewirkt. Die Subträgerverschachtelung kann dabei auch auf die Bit-Loading-Information der Adaptiven Modulation gestützt werden, um die QAM-Alphabetgröße für jeden Subträger anzupassen bzw. ihm zuzuweisen. Es sei besonders darauf hingewiesen, dass eine vorteilhafte Anwendung dieses Verfahrens bei Anwendung gleicher bzw. gleichwertiger QAM-Alphabetgrößen pro Subträger-Cluster gegeben ist, jedoch gleichwertige QAM-Alphabetgrößen nicht zwingend notwendig sind.

25
[0045] Eine geeignete technische Lösung zur Anwendung der Kombination von Space Frequency Block Coding und Adaptiver Modulation wäre ein TDD/IDMA (Time Division Duplex/Time Division Multiple Access) OFDM/MC-CDMA-System mit zwei Antennen. Dabei könnte im Sender die SFBC und AM durchgeführt werden, und gleichzeitig profitiert der Empfänger von der Vielzahl der Sendeantennen d. h. der räumlichen Diversität, dem adaptiven Bit-Loading d. h. der Anpassung der Modulationswertigkeit per Subträger an den Übertragungskanal und dem Gewinn erzielbar durch Maximum Ratio Combining z. B. bei zwei RX-Antennen.

30
[0046] Fig. 6 zeigt ein Blockdiagramm eines erfundungsgemäßen Übertragungssystems, bei dem zwei Sendeantennen und zwei Empfangsantennen verwendet werden. Aus dieser Antennenkombination ergeben sich die mindestens vier Übertragungskanäle Kanal 1, Kanal 2, Kanal 3 und Kanal 4. In den beiden Empfangsantennen überlagern sich die Eingangssignale der Übertragungskanäle Kanal 1 und Kanal 2 bzw. Kanal 3 und Kanal 4 additiv. Die beiden Empfangssignale von den Empfangsantennen werden zunächst einer Trägerdemodulation unterworfen und anschließend in bekannter Weise durch Maximum Ratio Combining (MRC), Maximum Gain Combing (MGC) oder durch optimum RX-Combining unter Ausnutzen von Kanalzustandsinformation, auch channel state information genannt (CSI), zusammengefasst bzw. optimiert. Anschließend findet die bereits erwähnte SFB-Kanalschätzung und SFB-Decodierung statt. Durch die Maximum Ratio Combining lässt sich bei einem System mit zwei Empfangsantennen ein Antennengewinn von durchschnittlich 3 dB erzielen.

35
[0047] Wie bereits erwähnt wurde, kann die Übertragung mit adaptiver Modulation bei einem Mehrfachantennensystem noch weiter optimiert werden, indem an Stelle der SFBC die Antennen bzw. Sende- und/oder Empfangskomponenten entsprechend aktueller Übertragungsfunktionen gewichtet werden. Ein derartiges System ist in Fig. 7 dargestellt. An Stelle der SFB-Codierung gemäß Fig. 6 wird hier ein optimales TX-Sendeantennen-Kombinationsschema verwendet. Hierbei werden senderseitig die Sendekomponenten der einzelnen Sendeantennen, wie nachfolgend im Detail erläutert werden wird, entsprechend aktuellen Kanalzustandsinformationen CSI optimal gewichtet. Empfängerseitig werden die Eingangssignale wie bei der Kombination von AM und SFBC gemäß Fig. 6 nach den Empfangsantennen einer Trägerdemodulation FFT unterzogen. Ein erster Demultiplexer DeMUX (Multiplexer) separiert die Daten-Empfangssignale von den Pilot-Empfangssignalen und leitet diese trägerdemodulierten Piloten signale zur Multiple-Input-Multiple Output (MIMO) Kanalschätzeinheit weiter bzw. die Datensignale über eine Verarbeitungseinheit zur optimalen RX-Empfangsantennenkombination Opt. RX Combining zu dem Demultiplexer DEMUX für die adaptive Demodulation.

40
[0048] Der MIMO-Kanalschätzer steuert auf der Grundlage der aktuellen Kanalzustandsinformationen CSI das optimale RX-Empfangsantennen-Kombinationsschema und der Single-Input-Single-Output Kanalschätzer die adaptiven Demodulatoren DeMod_n, De-Mod_{n-1} . . . DeMod₁. Für die weitere Signalverarbeitung sei auf die Ausführungen zu Fig. 5 verwiesen.

45
[0049] Die Kombination von Adaptive Modulation und Codierung AMC und optimaler TX/RX-Raundiversität für FDD- und TDD-Systeme erfordert sowohl eine Bit-Loading-Tabelle, die im Sender und Empfänger verfügbar ist, als auch optimale bzw. nahezu optimale Sende- und Empfangsantennen-Gewichtungskoeffizienten.

50
[0050] Dabei müssen die Koeffizienten gemeinsam aus der geschätzten Kanalimpulsantwortmatrix oder der Kanalübertragungsmatrix für jeden Subträger für OFDM-basierte Mehrträgerübertragung berechnet werden. Dies führt zur Signalisierung von einem komplexwertigen Koeffizienten pro RX- oder TX-Antenne und pro OFDM-Subträger in Floating-Point-Darstellung.

55
[0051] Das nachfolgend beschriebene Signalisierungsschema für Kanalzustandsinformationen basiert auf der An-

DE 101 62 548 A 1

nahme, dass aktuelle Kanalzustandsinformationen CSI dem Sender TX zur Verfügung steht. Dies kann beispielsweise durch eine rasche explizite Rückkopplung in einem FDD-System oder durch eine Schätzung der Kanalmatrix

$$[\underline{H}_{\text{rev}}] = [\underline{H}]^T$$

im Rückkanal eines TDD-Systems erfolgen. Voraussetzung dafür ist jedoch Reziprozität, die für hinreichend kleine Up Link/Down Link-Zeitschlitzabstände verglichen mit der Kanalkohärenzzeit gegeben ist.

[0052] Sowohl bei einem TDD-System als auch einem FDD-System müssen Pilotsequenzen zur Schätzung der Kanalübertragungsmatrix für jede RX-Antenne im Rückwärtskanal, d. h. von der RX-Antenne zu der TX-Antenne, übertragen werden. Bei einem Mehrträgerübertragung, wird die Kanalmatrix für jeden Subträger, d. h. $[\underline{H}_k]$ für jeden Subträger $k = 1, 2, \dots$ geschätzt. Andernfalls müsste die Kanalimpulsantwortmatrix $[\underline{h}(\tau)]$ als Funktion der Verzögerung τ geschätzt werden.

[0053] Nachfolgend sei zwar der Mehrträgerfall betrachtet, der Einfachheit halber sei jedoch die Kanalmatrix für jeden Subträger mit

$$[\underline{H}_k] = [\underline{H}]$$

bezeichnet, d. h. es wird nicht zwischen den k Subträgern unterschieden. Gleiches gilt für die Ableitungen aus der Kanalimpulsantwortmatrix $[\underline{h}(\tau)]$.

[0054] Der TX-Diversitätsgewichtsvektor \underline{w}_T ergibt sich aus dem rechten Singulärvektor, dem der größte Singulärwert der Kanalübertragungsmatrix $[\underline{H}]$ entspricht, oder äquivalent aus dem rechten Eigenvektor, der dem größten Eigenwert

$$[\underline{H}]^H [\underline{H}]$$

zugeordnet ist, d. h. durch

$$[\underline{H}]^H [\underline{H}] \underline{w}_T = \lambda_{T \max} \underline{w}_T .$$

[0055] Diese TX-Gewichtung ist empfangsseitig optimal für räumlich unkorreliertes Rauschen einschließlich Interferenz. Dies sei für die Senderoptimierung bei den vorliegenden Ausführungen vorausgesetzt, um die sonst notwendige Rausch-Plus-Interferenz-Kovarianzmatrix

$$[\underline{R}_{nn}] [\underline{R}_{nn}]$$

($N + I$ -Kovarianzmatrix) zu vermeiden.

[0055] Falls diese Kovarianzmatrix dennoch beim Sender zur Verfügung gestellt wird, könnte ein zusätzlicher, wenn auch typischerweise geringer Gewinn erzielt werden, wenn nämlich TX-Gewichte gemäß

$$[\underline{H}]^H [\underline{R}_{nn}]^{-1} [\underline{H}] \underline{w}_T = \lambda_{T \max} \underline{w}_T$$

verwendet werden.

[0056] Nachdem die TX-Gewichte \underline{w}_T bestimmt worden sind, wird eine Pilotsequenz für Kanalschätzung unter Verwendung der TX-Gewichte \underline{w}_T übertragen. Dies bedeutet, dass effektiv nur der SIMO- bzw Single-Input-Multiple-Output-Kanalvektor

$$\underline{h} = [\underline{H}] \underline{w}_T$$

von dem Sender zum Empfänger geschätzt werden muss. Der SIMO-Kanalvektor

$$\underline{h} = [\underline{H}] \underline{w}_T$$

wird auf der Grundlage dieses einzigen Pilotsignals geschätzt. D. h. es müssen nicht individuelle Pilotsignale für alle TX-Antennen verwendet werden.

[0057] Für räumlich unkorreliertes (räumlich weißes) Rauschen-Plus-Interferenz ($N + I$) beim Empfänger

$$(d. h. [\underline{R}_{nn}] = \sigma_n^2 [I])$$

sind die optimalen aktuellen RX-Diversitätsgewichte für das effektive SIMO-System, das durch

$$\underline{h} \quad (d. h. \underline{w}_R^H = \underline{h}^H / \|\underline{h}\|)$$

charakterisiert ist, den Gewichten eines Maximum Ratio Combiners (MRC) ähnlich. Obwohl bei der Berechnung der TX-Gewichte \underline{w}_T von räumlich weißem $N + I$ ausgegangen wird, sollte sie wie bei der MRC besser an der Empfängerseite erfolgen, wenn die Information über das räumlich korrelierte (räumlich gefärbte) $N + I$ am Empfänger verfügbar ist, d. h.

$$[\underline{R}_{nn}] \neq \sigma_n^{-2} [I].$$

Dabei wird das Verhältnis Signal zu Interferenz-Plus-Rauschen (SINR) maximiert, d. h. die direkte Interferenz ist reduziert. Die entsprechenden optimalen RX-Gewichte sind durch den dem größten Eigenwert entsprechenden Eigenvektor des verallgemeinerten Eigenwertproblems

$$\underline{h} \underline{h}^H \underline{w}_R = \lambda_{R \max} [\underline{R}_{nn}] \underline{w}_R$$

gegeben. Dies erfolgt in ähnlicher Weise bei dem bekannten Optimum RX-Combining (optimales RX-Empfangsanten-Kombinationsverfahren), das auch Maximum SINR-Combining genannt wird.

[0058] Tatsächlich wird keine besondere Signalisierung für dieses TX/RX-Diversitätsschema benötigt, das optimales Betriebsverhalten für räumlich unkorreliertes Rauschen-Plus-Interferenz beim Empfänger und nahezu optimales Betriebsverhalten für räumlich korreliertes Rauschen-Plus-Interferenz bietet.

[0059] Wenn zusätzlich zu dem TX/RX-Diversitätsschema in dem gleichen System AMC eingesetzt wird, muss für die Berechnung der Bit-Loading-Tabelle die optimale RX/TX-Diversitätsübertragung berücksichtigt werden. Dies bedeutet, dass das Bit-Loading bzw. die Modulationswertigkeit für den wirksamen Single-Input-Single-Output-Kanal (SISO)

$$\underline{w}_R^H [\underline{H}] \underline{w}_T$$

optimiert werden muss, nachdem \underline{w}_T beim Sender und \underline{w}_R^H beim Empfänger verwendet wurde. Wie bereits erwähnt wurde, muss die Bit-Loading-Tabelle, z. B. ein Integer Index für das gewählte MCS (Modulations- und Codierungsschema, bei der Mehrträgerübertragung jeweils eines pro Subträger), stets von einem Transceiver zu einem anderen Transceiver übermittelt werden, da für gutes Betriebsverhalten bei der AMC die exakte Kenntnis über die gewählte MCS wesentlich ist.

[0060] Für das Weitere seien folgende Annahmen getroffen:

- Eine aktuelle Kanalzustandsinformation ist beim Sender über den Multiple-Input-Multiple-Output-Kanalmatrix (MIMO) zwischen TX und RX verfügbar. Dies kann beispielsweise durch explizite Rückkopplung bei FDD oder bei gegebener Reziprozität bei TDD gewährleistet sein.
- Während die TX/RX-Gewichte für räumlich unkorreliertes $N + I$ beim Empfänger optimal und für räumlich korreliertes $N + I$ nahezu optimal sind, wurde die zeitliche Struktur des Rauschens (plus Interferenz) nicht betrachtet. Darüber hinaus kann das Rauschen (plus Interferenz) im Frequenzbereich beliebig gefärbt, z. B. nicht weiß, sein.
- Für TDD ist ein Signalisieren von komplexwertigen TX/RX-Diversitätsgewichtskoeffizienten nicht notwendig, wogegen für FDD eine explizite schnelle Vorwärtskopplung und/oder Rückkopplung, z. B. Rückkopplung der Kanalmatrix oder TX-Gewichte von der RX-Empfangsanenne zur TX-Sendeantenne, erforderlich wäre.
- Eine Bit-Loading-Tabelle, z. B. ein Index für ein gewähltes MCS für jeden Subträger, wird über den Kanal stets übertragen.

[0061] Das nachfolgend geschilderte Ausführungsbeispiel betrifft die Kommunikation zwischen zwei Endgeräten MT1 und MT2. Dabei wird die Bit-Loading-Tabelle empfängerseitig für AMC, beispielsweise optimiert für maximale Datenrate, berechnet. In der Praxis ist dies sowohl für TDD- als auch für FDD-Betrieb sinnvoll. Wird nun AMC mit optimaler RX/TX-Diversitätsübertragung gemeinsam verwendet, so bleibt infolge des für den FDD-Betrieb notwendigen, hohen Signalisierungsaufwands lediglich der TDD-Betrieb als für die Praxis relevant übrig. Es sei weiterhin davon ausgegangen, dass das MT1 ein datensendendes Mobilterminal und MT2 ein datenempfangenes Mobilterminal ist. Für bidirektionalen (duplex) Datenverkehr können die Rollen von MT1 und MT2, insbesondere für die Datenübertragung von MT2 zu MT1, ohne Weiteres vertauscht werden. Die folgenden 11 Schritte geben eine Signalisierung wieder, die erfindungsgemäß zu einem optimalen Antennen- und Diversitätsgewinn bei minimalem Signalisierungs-Overhead führt:

- MT2 sendet eine Präampe bzw. Piloten (MIMO-Piloten) von jeder Antenne. Dabei wird beispielsweise nur eine Präampe bzw. ein Pilot pro Antenne zum gleichen Zeitpunkt gesendet, wenn die Piloten durch TDMA getrennt sind. Alternativ dazu können auch ein Set unitärer Präambeln als MIMO-Piloten benutzt werden, wobei gleichzeitig jeweils eine andere Präampe über eine bestimmte Sendeantenne übertragen wird.
- MT1 empfängt die Präampe bzw. die MIMO-Piloten an jeder Antenne und schätzt die Kanalübertragungsmatrix

$$[\underline{H}_{12}] = [\underline{H}_{21}]^T,$$

d. h. die Kanalimpulsantwort oder Übertragungsfunktion für jedes TX/RX-Antennenpaar.

- MT1 optimiert den TX-Diversitätsgewichtsvektor \underline{w}_{T1} , der die komplexen Antennengewichte enthält, auf der Basis der Kanalübertragungsmatrix $[\underline{H}_{12}]$. Der Gewichtsvektor ergibt sich dabei aus dem rechten komplexwertigen Hauptsingulärvektor, wenn er mittels Singulärwertzerlegung (SVD aus $[\underline{H}_{12}]$) berechnet wird, oder dem rechten Hauptvektor, d. h. dem Eigenvektor, dem der größte Eigenwert in

$$[\underline{H}_{12}]^H [\underline{H}_{12}] \underline{w}_{T1} = \lambda \underline{w}_{T1}$$

zugeordnet ist.

- Wenn bidirektionaler Datenverkehr unterstützt wird, d. h. auch eine Datenübertragung von MT2 zu MT1, muss MT1 auch eine Präampe bzw. MIMO-Piloten von jeder Antenne senden. Dabei wird entweder nur eine Präampe

DE 101 62 548 A 1

bzw. ein Pilot pro Antenne zu jeweils einem Zeitpunkt gesendet, oder alternativ ein Set unitärer Präambeln als MIMO-Piloten, wobei gleichzeitig jeweils eine andere Präambel über eine bestimmte Sendeantenne übertragen wird, und es wird wiederum bevorzugt von einem TDMA-Betrieb zur Trennung der Pilotzeitschlüsse und Datenzeitschlüsse ausgegangen. MT2 verwendet die Präambel bzw. die MIMO-Piloten, um die Kanalmatrix $[H_{21}]$ und die entsprechend optimalen TX-Gewichte \underline{w}_{T2} zu schätzen (vgl. vorhergehende Punkte 1, 2 und 3, wobei die Rollen zwischen MT1 und MT2 vertauscht sind).

5 5) MT1 sendet ein einziges Pilotenignal, ein sogenanntes Single-Input-Single-Output SISO-Pilotenignal, über alle TX-Antennen unter Verwendung der TX-Gewichte \underline{w}_{T1} , wie sie oben berechnet wurden. Gegebenenfalls können zusätzliche Nutzdaten ohne AMC bei fester Modulation und Codierung angehängt werden, wobei diese Daten tatsächlich über einen SIMO-Kanal mit den berechneten Gewichten \underline{w}_{T1} gesendet werden.
10 6) MT2 empfängt das SISO-Pilotenignal, schätzt den tatsächlichen SIMO-Kanal

$$\underline{h}_{12} = [\underline{H}_{12}] \underline{w}_{T1}$$

15 (die TX-Gewichte sind bereits verwendet) und berechnet die RX-Gewichte \underline{w}_{R2} als Haupteigenvektor (d. h. dem Eigenvektor, dem der größte Eigenwert zugeordnet ist) des verallgemeinerten Eigenwertproblems

$$\underline{h}_{12} \underline{h}_{12}^H \underline{w}_{R2} = \lambda [\underline{R}_{nn2}] \underline{w}_{R2} .$$

20 7) Der Empfänger MT2 kann die gewünschte Bit-Loading-Tabelle auf der Basis des effektiven bzw. tatsächlich verwendeten Single-Input-Single-Output-Kanals (SISO), der durch den Skalarfaktor

$$\underline{w}_{R2}^H [\underline{H}_{12}] \underline{w}_{T1} = \underline{w}_{R2}^H \underline{h}_{12}$$

25 gekennzeichnet ist, berechnen.

8) Für die bidirektionale Kommunikation kann MT2 die Sendegegewichte \underline{w}_{T2} auf der Basis der Kanalmatrix $[H_{21}]$, die bei MT2 auf der Basis der von MT1 gesendeten MIMO-Piloten (vgl. Schritt 4) geschätzt ist, berechnen. Dies bedeutet, dass geschätzt aus dem Rückkanal unter der Voraussetzung der Reziprozität

$$[\underline{H}_{21}] = [\underline{H}_{12}]^H$$

ist. Die weiteren Schritte zur Datenübertragung von MT2 zu MT1 sind ähnlich denen der Datenübertragung von MT1 zu MT2, die, wie bereits erwähnt, hier vorrangig dargestellt sind.

9) Der Datenempfänger MT2 sendet die gewünschte Bit-Loading-Tabelle zum Datensender MT1.

35 10) MT1 empfängt die Bit-Loading-Tabelle von MT2, wobei MT2 unter Umständen bereits die Sendegegewichte \underline{w}_{T2} und MT1 unter Umständen schon die Empfangsgewichte \underline{w}_{R1} verwendet.

11) Für die Nutzdatenübertragung kann MT1 nun den optimalen TX-Gewichtsvektor \underline{w}_{T1} und das optimale Bit-Loading-Muster, das durch MT2 bestimmt und über Rückkopplung empfangen wurde, verwenden.

12) Soll entsprechend den Punkten 1), ..., 11) für jede verfügbare Raumkomponente, gekennzeichnet durch ein da-

zugehörendes Paar von Eigenwert und Eigenvektor, eine räumlich optimale Diversitätsübertragung in Kombination mit AMC über den MIMO-Kanal gleichzeitig nach dem Superpositionsprinzip verwendet werden, so können über jeden Eigenmode der Kanalübertragungsmatrix $[\underline{H}_{12}]$, entsprechend der dazugehörigen einzelnen Eigenwerte und Eigenvektoren, unabhängige Daten übertragen werden. Dabei muss insbesondere in 6) anstatt eines SISO-Piloten-

40 signals ein MIMO-Pilotenignal übertragen werden, gewichtet mit dem jeweils dazugehörigen Sendegegewicht gemäß

$$[\underline{H}_{12}]^H [\underline{H}_{12}] \underline{w}_{T1} = \lambda \underline{w}_{T1} .$$

Ferner muss für jeden Eigenmode die Bit-Loading-Tabelle getrennt berechnet, übertragen bzw. verwendet werden entsprechend der Punkten 7) ... 11).

50 10062] Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass sich erfahrungsgemäß eine Optimierung des Antennen- und Diversitätsgewinns sowie eine Minimierung des Signalisierungs-Overheads für ein TDD-System mit AMC und TX/RX-Diversitätsübertragung kombiniert mit OFDM-basierter Mehrträgerübertragung ergibt. Dieses TDD-System bedarf keines Signalisierens von komplexwertigen Gewichtungskoeffizienten oder Kanalmatrixkoeffizienten, sondern es genügt das explizite Signalisieren der Bit-Loading-Tabelle. Erfahrungsgemäß wird damit neben den optimalen RX-Diversitätsgewichten, d. h. MRC- oder max-SINR-Kombinierer, für Single-Input-Multiple-Output-Systeme (SIMO, d. h. Mehrelementantennen nur empfängerseitig) und den optimalen TX-Diversitätsgewichten für Multiple-Input-Single-Output-Systeme (MISO, d. h. Mehrelementantennen nur sendeseitig) nun die optimale MIMO-Diversität für OFDM-Übertragungen eingeführt. Dabei sind die TX- und RX-Gewichte für die optimale MIMO-Diversität von denen der reinen MISO- oder SIMO-Diversität verschieden. Dies ergibt sich unmittelbar aus dem TX-Gewichtsvektor, wo in dem Optimierungsschritt die MIMO-Kanalmatrix $[\underline{H}]$ explizit beispielsweise durch die SVD eingesetzt wird. Während anschließend die RX-Gewichte in der MIMO-Diversität formal ähnlich wie in einem reinen SIMO-System (d. h. MRC- oder max-SINR-Kombinierer) berechnet werden, sind die resultierenden Gewichte sehr unterschiedlich, da der Empfängeroptimierungsschritt auf einem effektiven SIMO-Kanal pro Kanaleigenmode mit den bereits verwendeten optimalen TX-Gewichten basiert.

DE 101 62 548 A 1

Patentansprüche

1. Verfahren zum Senden von Daten auf mehreren Subträgern über mehrere Funkkanäle durch Bereitstellen von zu sendenden Daten,
Empfangen einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle und adaptives Modulieren der zu sendenden Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle für die mehreren Subträger, gekennzeichnet durch 5
Codieren der adaptiv modulierten Daten mittels Codekomponenten zu codierten Datenkomponenten und Zuordnen der codierten Datenkomponenten zu den mehreren Subträgern und/oder mehreren Sendeantennen und/oder Gewichten von Sendekomponenten der Sendeantennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle. 10
2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei das Codieren ein Space Frequency Block Coding umfasst und insbesondere die Anzahl der Sendeantennen gleich oder größer der Länge eines zum Kodieren verwendeten orthogonalen Codes ist. 15
3. Verfahren nach Anspruch 2, wobei das Codieren auf der Grundlage der Bit-Loading-Tabelle erfolgt und die Bit-Loading-Tabelle insbesondere die Zuordnung von mit höherwertigen Modulationswertigkeiten adaptiv modulierten und Space Frequency Block codierten Datenkomponenten denjenigen Subträgern mit hohem Signal/Rauschverhältnis durchführt, wobei ebenfalls die mehreren Sendeantennen berücksichtigt werden. 20
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei beim Übertragen der codierten Datenkomponenten mehrere der Subträger zu einem Cluster verbunden werden, in dem jeder Subträger mit dem gleichen Modulationsalphabet moduliert ist. 25
5. Verfahren nach Anspruch 4, wobei das Codieren eine Subträgerzuweisung umfasst, bei der die codierten Datenkomponenten auf ein Cluster beliebiger, nicht zwangsläufig benachbarter Subträger abgebildet werden. 30
6. Verfahren nach Anspruch 5, wobei die Subträgerzuweisung gemäß der Bit-Loading-Tabelle erfolgt. 35
7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei das Gewichten ein Gewichten von Sende- und/oder Empfangsantennen umfasst. 40
8. Verfahren nach Anspruch 7, wobei die Gewichte zum Gewichten aus einer Kanalübertragungsmatrix insbesondere für jeden Träger gewonnen werden. 45
9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei die Gewichte komplexwertige Eigenvektoren mit maximalem Eigenwert oder eine Superposition von mehreren zur Verfügung stehenden komplexwertigen Eigenvektoren sind. 50
10. Verfahren zum Empfangen von auf mehreren Subträgern übertragenen Daten aus mehreren Funkkanälen durch Empfangen von gewichteten und/oder codierten Datenkomponenten und Bereitstellen einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle, gekennzeichnet durch
Gewichten der empfangenen Datenkomponenten von einer oder mehreren Empfangsantennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle und/oder
Rückzuordnen und Decodieren von empfangenen codierten Datenkomponenten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle aus den mehreren Subträgern zu empfangenen adaptiv demodulierten Daten und Bereitstellen der adaptiv demodulierten Daten zur Weiterverarbeitung. 55
11. Verfahren nach Anspruch 10, wobei das Rückzuordnen und Decodieren ein Space Frequency Block Decoding umfasst. 60
12. Verfahren nach Anspruch 11, wobei das Rückzuordnen gemäß der Bit-Loading-Tabelle erfolgt. 65
13. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 12, wobei die Signale von mehreren Sendeantennen durch Maximum Ratio Combining (MRC) zusammengefasst werden. 70
14. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 13, wobei das Decodieren der empfangenen codierten Datenkomponenten eine Subträgerrückzuweisung umfasst, wobei mehrere Subträger zu einem Cluster, in dem alle Subträger mit dem gleichen Modulationsalphabet moduliert sind, zusammengefasst werden. 75
15. Verfahren nach Anspruch 14, wobei die Subträgerrückzuweisung gemäß der Bit-Loading-Tabelle erfolgt. 80
16. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 15, wobei das Gewichten ein Gewichten von Sende- und/oder Empfangsantennen umfasst. 85
17. Verfahren nach Anspruch 16, wobei Gewichte zum Gewichten aus einer Kanalübertragungsmatrix für jeden Subträger gewonnen werden. 90
18. Verfahren nach Anspruch 17, wobei die Gewichte komplexwertige Eigenvektoren mit maximalem Eigenwert oder eine Superposition von mehreren zur Verfügung stehenden komplexwertigen Eigenvektoren sind. 95
19. Vorrichtung zum Senden von Daten mit mehreren Subträgern über mehrere Funkkanäle mit einer Speichereinrichtung zum Bereitstellen von zu sendenden Daten, einer Empfangseinrichtung zum Empfangen einer auf die mehreren Subträger bezogenen Bit-Loading-Tabelle und einer Modulationseinrichtung zum adaptiven Modulieren der zu sendenden Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle für die mehreren Subträger, gekennzeichnet durch 100
eine Codiereinrichtung zum Codieren der adaptiv modulierten Daten mittels Codekomponenten zu codierten Datenkomponenten und Zuordnen der codierten Datenkomponenten für mehrere Sendeantennen und/oder Subträger und/oder
einer Gewichtungseinrichtung zum Gewichten von Sendekomponenten der Sendeantenne anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle. 105
20. Vorrichtung nach Anspruch 19, wobei die Codiereinrichtung einen Space-Frequency-Block-Codierer umfasst. 110
21. Vorrichtung nach Anspruch 19 oder 20, wobei von der Codiereinrichtung die Bit-Loading-Tabelle, die insbesondere dafür geeignet ist, mittels Codekomponenten codierte Datenkomponenten zu erzeugen und diese auf die mehrere Sendeantennen und/oder Subträger zu zuordnen, für das Codieren abrufbar ist. 115
22. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 19 bis 21, wobei in der Modulationseinrichtung mehrere Subträger zu

DE 101 62 548 A 1

einem Cluster zusammenfassbar und mit einem einzigen Modulationsalphabet modulierbar sind.

23. Vorrichtung nach Anspruch 22 mit weiterhin einer Subträgerzuweisungseinrichtung zum Zuweisen eines Subträgers zu einer Sendeantenne unabhängig von dem Cluster.

24. Vorrichtung nach Anspruch 23, wobei die Zuweisung der Subträger gemäß der Bit-Loading-Tabelle erfolgt.

5 25. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 19 bis 24, wobei in der Gewichtungseinrichtung Sende- und/oder Empfangsantennen gewichtbar sind.

26. Vorrichtung nach Anspruch 25, wobei mit der Gewichtungseinrichtung Gewichte aus einer Kanalübertragungsmatrix für jeden Subträger ermittelbar sind.

10 27. Vorrichtung nach Anspruch 26, wobei die Gewichte komplexwertige Eigenvektoren mit maximalem Eigenwert oder eine Superposition von mehreren zur Verfügung stehenden komplexwertigen Eigenvektoren sind.

28. Vorrichtung zum Empfangen von auf mehreren Subträgern übertragenen Daten aus mehreren Funkkanälen mit einer Speichereinrichtung zum Bereitstellen einer auf die mehreren Subträger bezogene Bit-Loading-Tabelle und einer Demodulationseinrichtung zum Demodulieren von adaptiv modulierten Daten entsprechend der Bit-Loading-Tabelle aus den mehreren Subträgern.

15 gekennzeichnet durch

eine Empfangseinrichtung zum Empfangen eines Empfangssignals von mehreren Sendeantennen, einer Gewichtungseinrichtung zum Gewichten von Empfangskomponenten von einer oder mehreren Empfangsantennen anhand aktueller Übertragungsfunktionen der Funkkanäle für die Demodulationseinrichtung und/oder eine Decodiereinrichtung zum Rückzuordnen und Decodieren der empfangenen codierten Datenkomponenten von den mehreren Subträgern für die Demodulationseinrichtung.

20 29. Vorrichtung nach Anspruch 28, wobei die Decodiereinrichtung einen Space-Frequency-Block-Decodierer umfasst.

30. Vorrichtung nach Anspruch 29, wobei durch die Decodiereinrichtung zum Decodieren die Bit-Loading-Tabelle, die sich insbesondere auch auf die mehreren Sendeantennen bezieht, aus der Speichereinrichtung abrufbar ist.

25 31. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 28 bis 30, mit weiterhin einer Verarbeitungseinrichtung zum Zusammenfassen von Signalen der mehreren Sendeantennen und/oder mehreren Empfangsantennen unter Maximum Ratio Combining (MRC) zu dem Empfangssignal.

30 32. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 28 bis 31 mit weiterhin einer Subträgerrückzuweisungseinrichtung zur Rückzuweisung der in einem Cluster übertragenen Daten zu den empfangenen codierten Datenkomponenten, wobei die einem Cluster angehörenden Subträger mit dem gleichen Modulationsalphabet moduliert sind, und für die Weiterverarbeitung durch die Decodiereinrichtung.

35 33. Vorrichtung nach Anspruch 32, wobei von der Subträgerückzuweisungseinrichtung die Bit-Loading-Tabelle von der Speichereinrichtung abrufbar ist.

34. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 28 bis 33, wobei durch die Gewichtungseinrichtung Sende- und/oder Empfangsantennen gewichtbar sind.

35 35. Vorrichtung nach Anspruch 34, wobei durch die Gewichtungseinrichtung aus einer Kanalübertragungsmatrix für jeden Subträger Gewichte ermittelbar sind.

36. Vorrichtung nach Anspruch 35, wobei die Gewichte komplexwertige Eigenvektoren mit maximalem Eigenwert oder eine Superposition von mehreren zur Verfügung stehenden komplexwertigen Eigenvektoren sind.

40

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

45

50

55

60

65

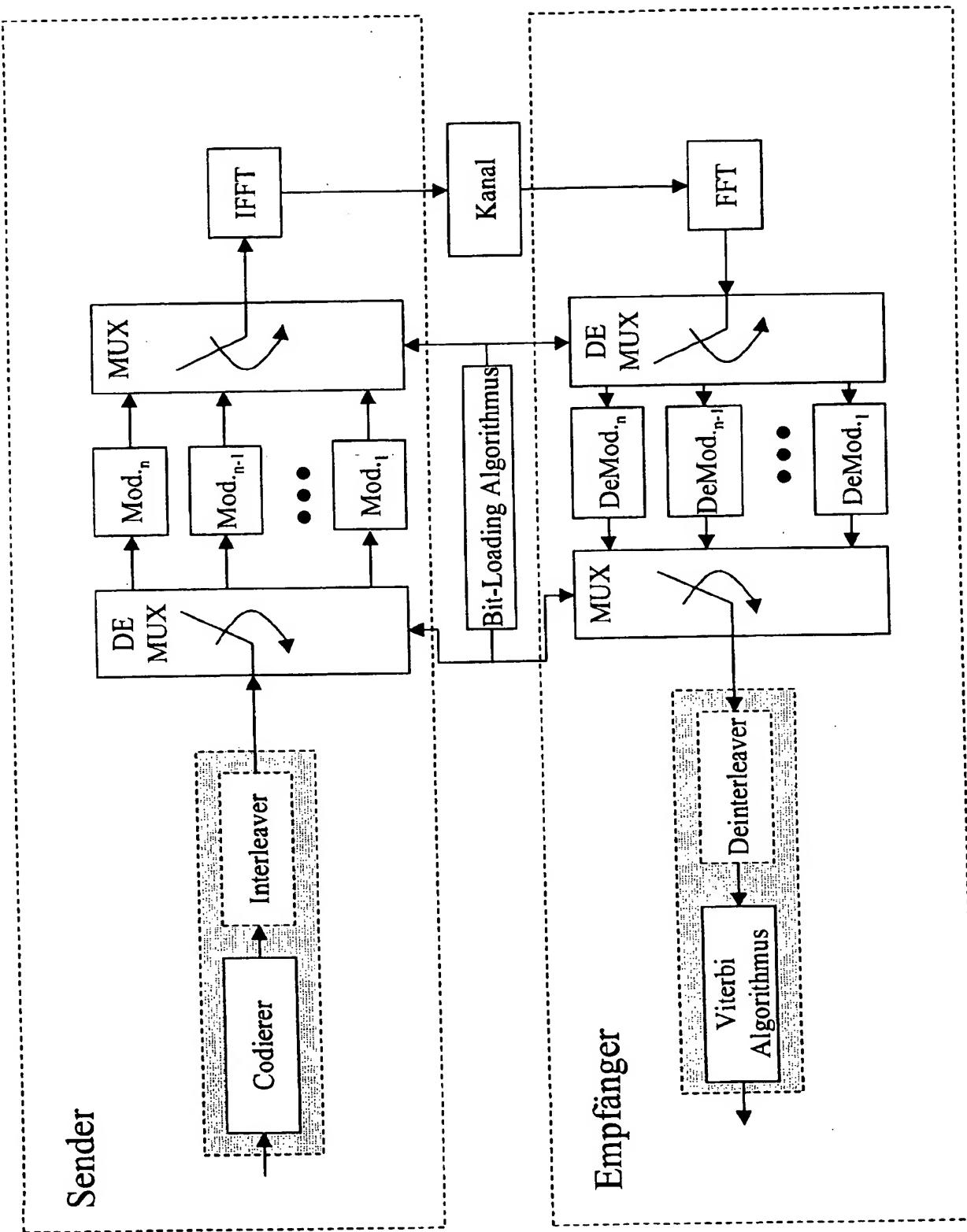
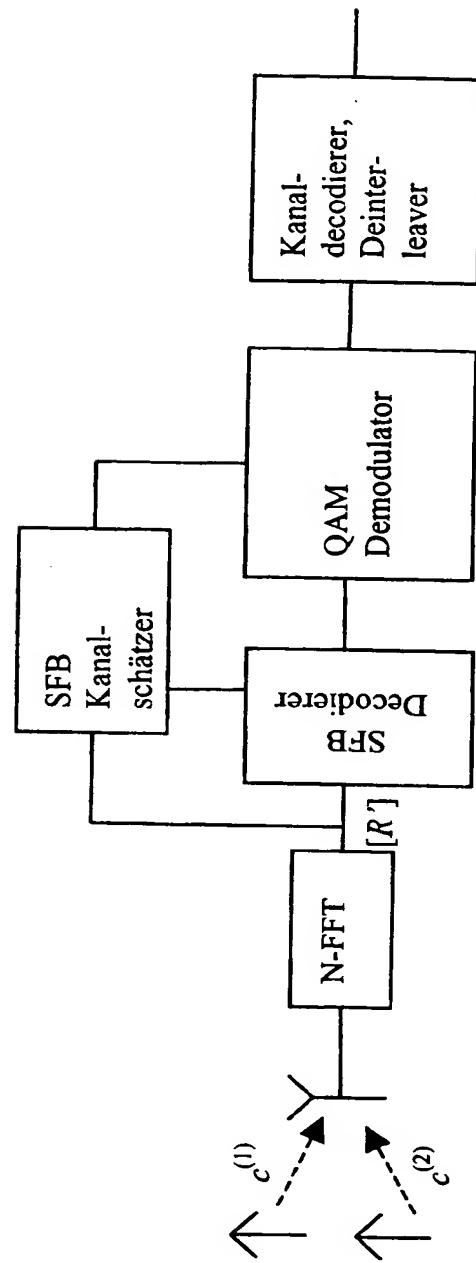
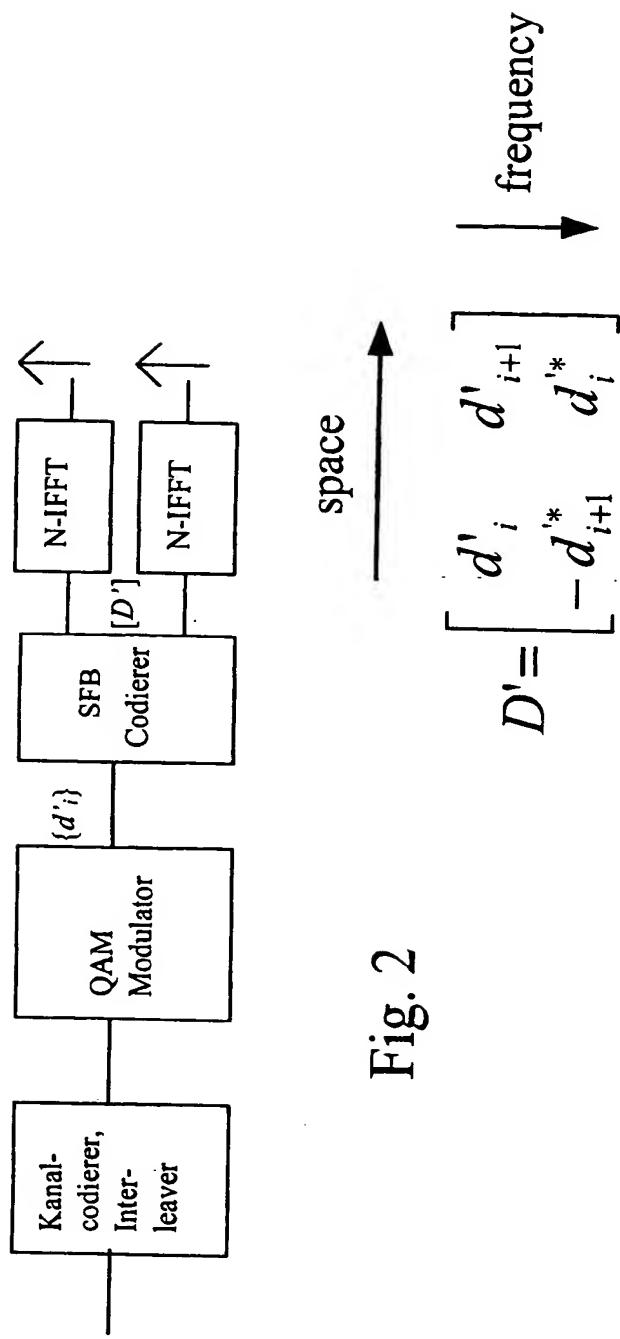


Fig. 1



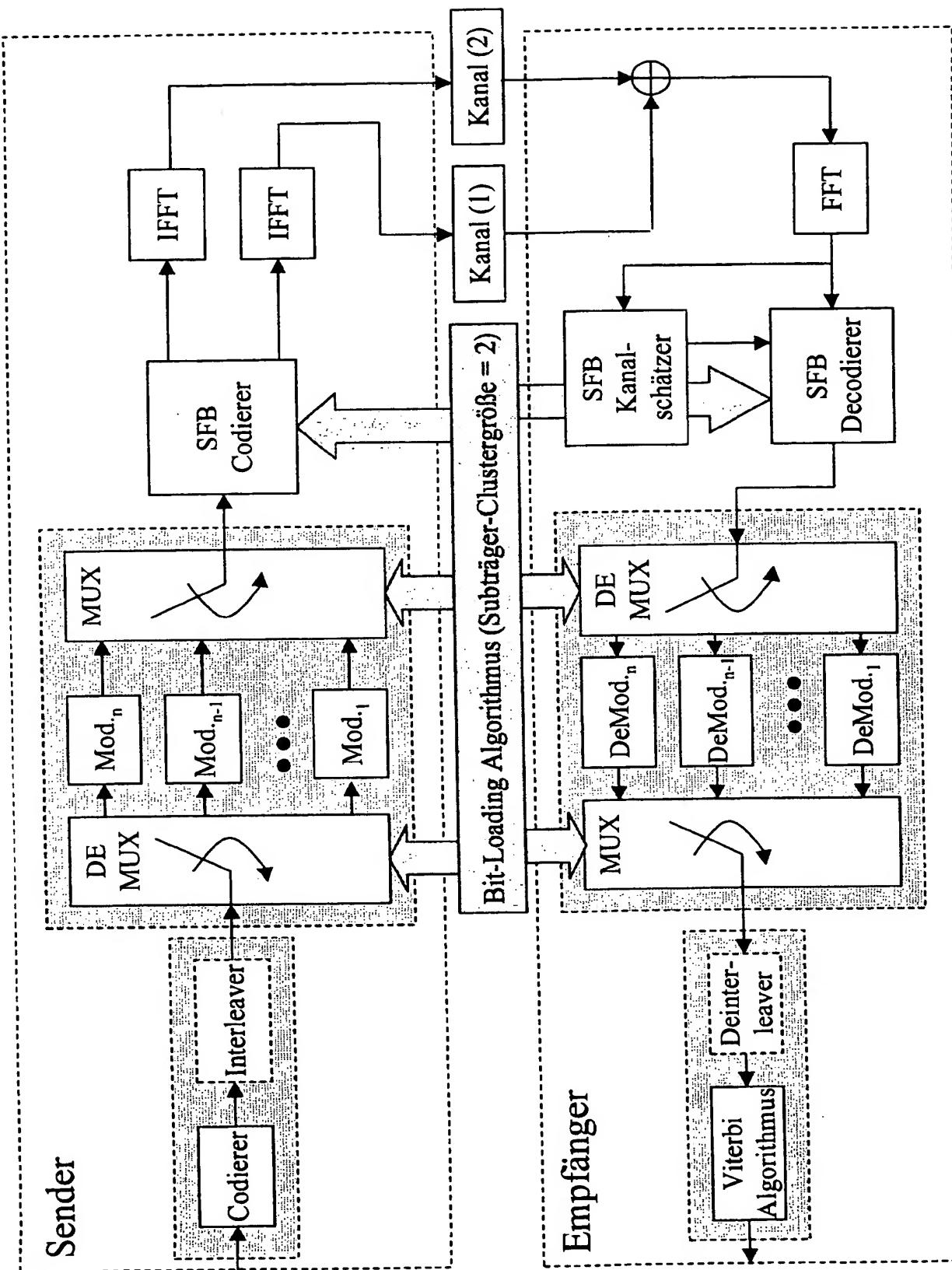


Fig. 4

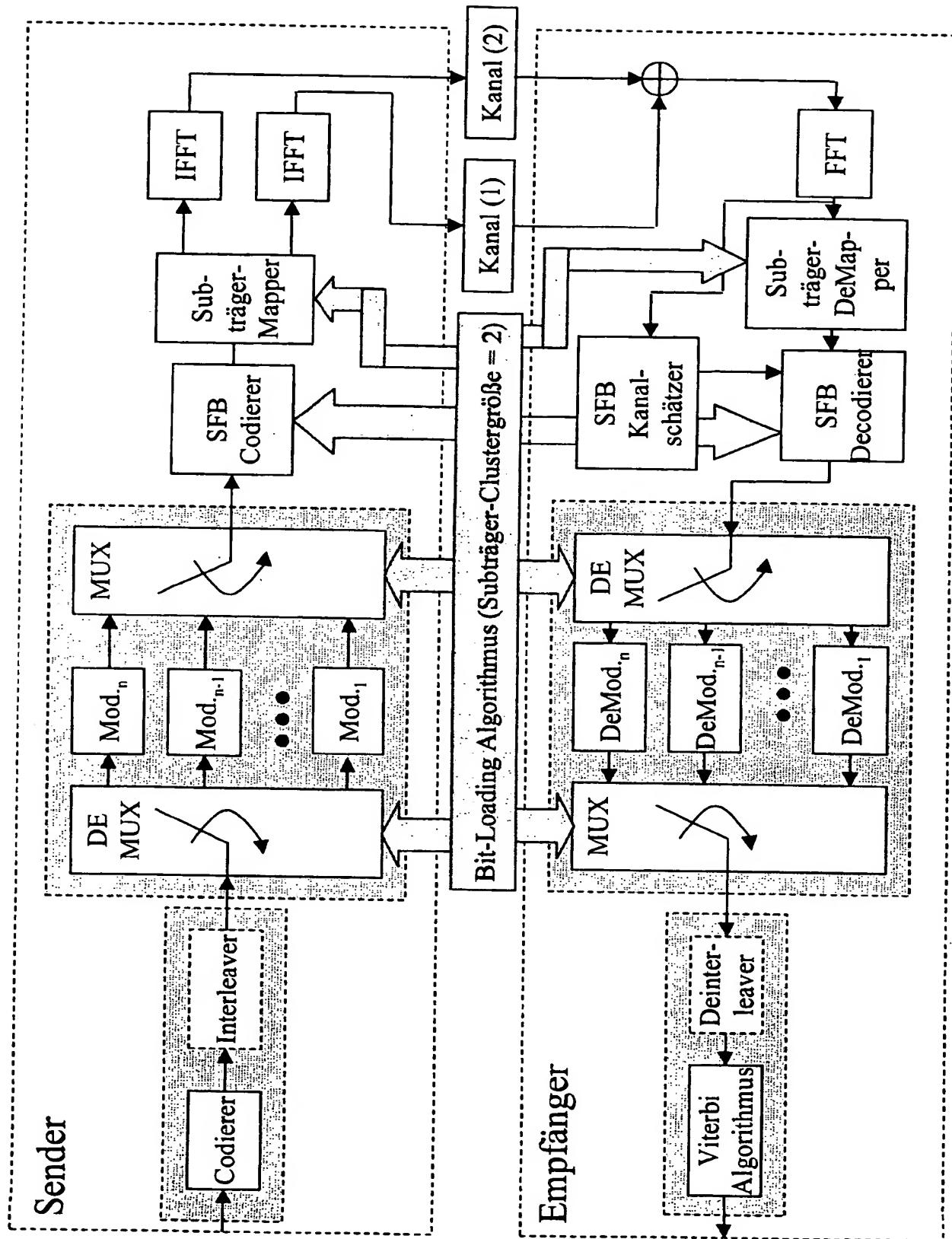


Fig. 5

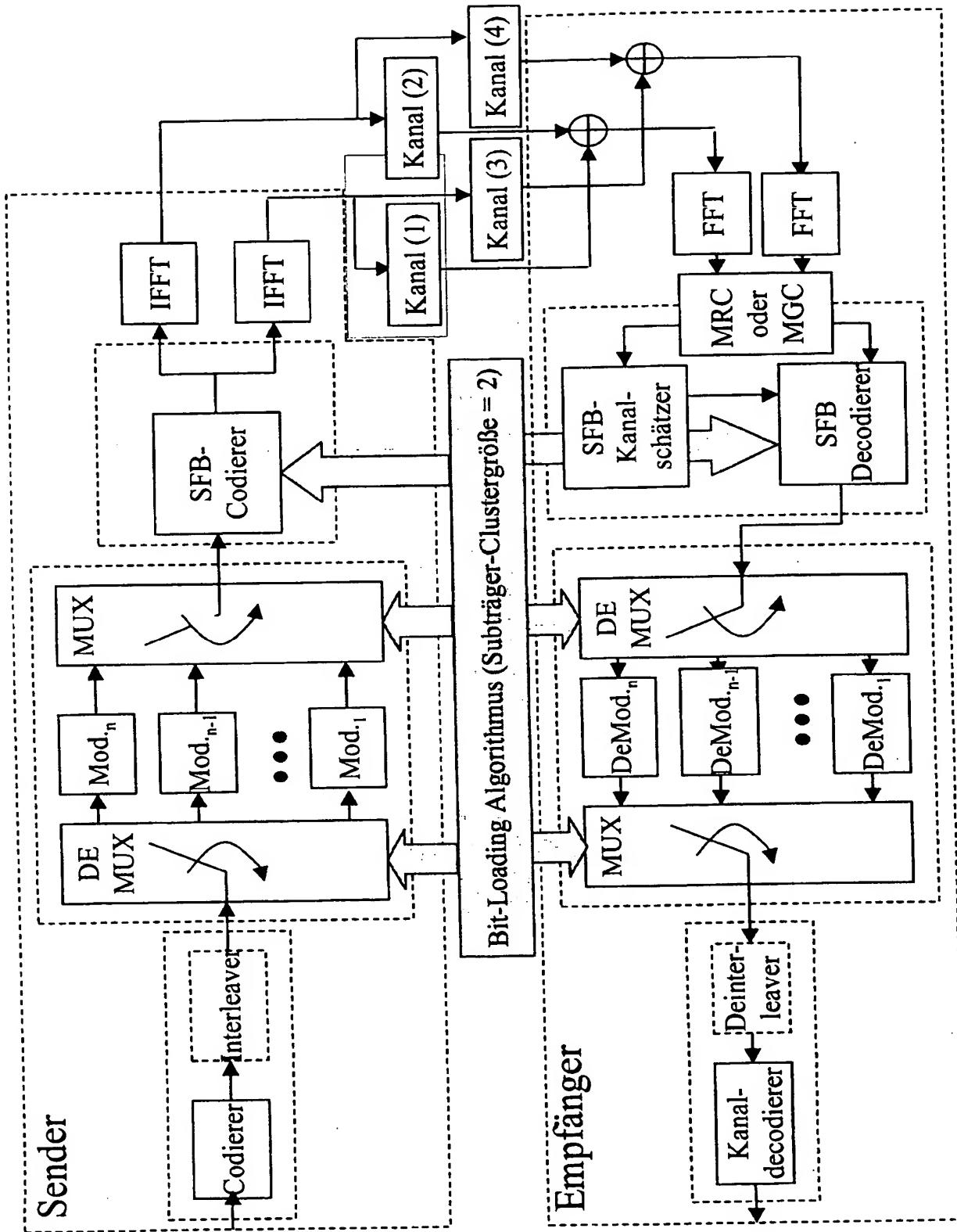


Fig. 6

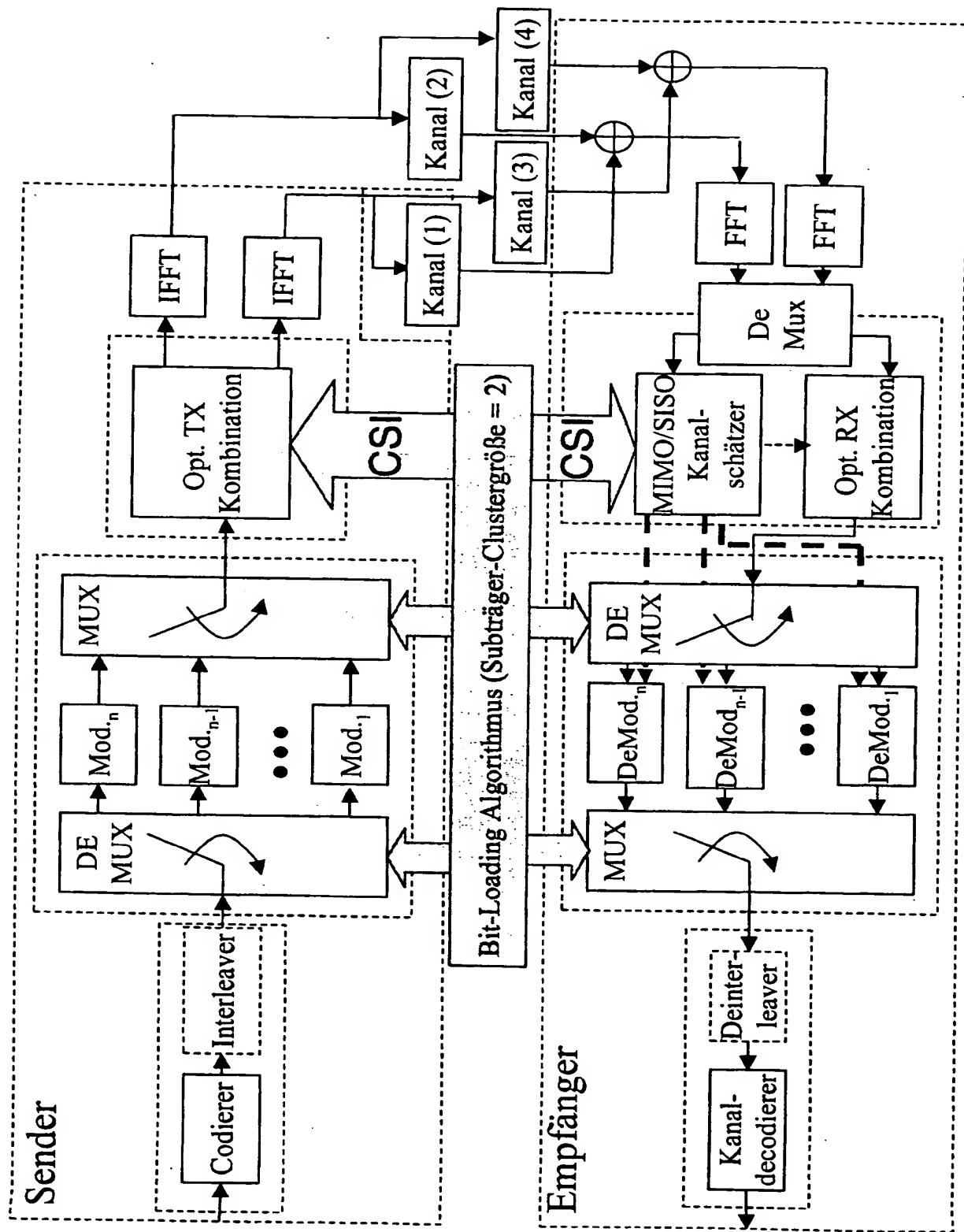


Fig. 7